

19



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets



11 Veröffentlichungsnummer: **0 558 910 A1**

12

### EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

21 Anmeldenummer: 93101057.3

51 Int. Cl.5: **H04B 1/16**

22 Anmeldetag: 25.01.93

30 Priorität: 02.03.92 DE 4206476

71 Anmelder: **Blaupunkt-Werke GmbH**  
**Postfach 77 77 77, Robert-Bosch-Strasse 200**  
**D-31132 Hildesheim(DE)**

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung:  
08.09.93 Patentblatt 93/36

72 Erfinder: **Kässer, Jürgen, Dr.**  
**Ahornweg 5**  
**W-3201 Diekholzen(DE)**

64 Benannte Vertragsstaaten:  
**AT DE ES FR IT PT**

74 Vertreter: **Eilers, Norbert, Dipl.-Phys.**  
**Blaupunkt-Werke GmbH, Patente und**  
**Lizenzen, Postfach 77 77 77**  
**D-31132 Hildesheim (DE)**

54 Schaltungsanordnung zur Beseitigung von Störungen bei Stereo-Rundfunk-Signalen.

57 Bei einer Schaltungsanordnung zur Beseitigung von Störungen bei einem Rundfunk-Signal, dessen Spektrum redundante Anteile enthält, durchläuft das empfangene Rundfunk-Signal ein Filter, dessen Koeffizienten im Sinne einer Unterdrückung der Störungen gesteuert werden. Zur Berechnung der Koeffizienten des Filters wird eine Zielfunktion minimiert, die auf maximale Übereinstimmung der redundanten Anteile abzielt.

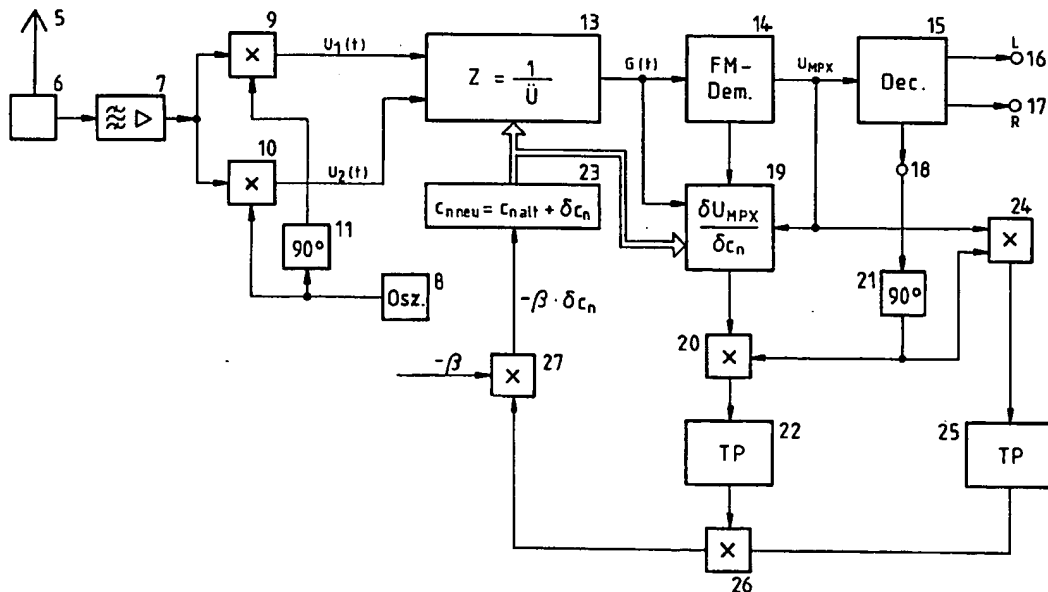


Fig. 2

EP 0 558 910 A1

Die Erfindung geht aus von einer Schaltungsanordnung nach der Gattung des Hauptanspruchs.

Beim Empfang von Signalen, welche über mehrere Wege von einem Sender zu einem Empfänger gelangen, wobei die Laufzeiten der Signale verschieden groß und insbesondere nicht konstant sind, treten in an sich bekannter Weise Störungen auf. Insbesondere bei mobilen Empfängern, wie beispielsweise Autoradios, können diese Störungen erheblich sein - auch wenn die sonstigen Empfangsbedingungen, wie

5  
10  
15  
20  
25  
30  
35  
40  
45  
50  
55

beispielsweise die Feldstärke am Empfangsort, einen einwandfreien Empfang zulassen würden. Durch den Mehrwegeempfang von Signalen, die mit einer im wesentlichen konstanten Amplitude ausgestrahlt werden, insbesondere frequenzmodulierten Signalen, wird außer der Phase bzw. der Frequenz auch die Amplitude der empfangenen Signale beeinflusst. Dieses wird bei bekannten Verfahren und Schaltungsanordnungen, beispielsweise bei einer Schaltungsanordnung nach DE 38 43 018 derart ausgenutzt, daß das gestörte Signal über ein Filter geleitet wird, dessen Koeffizienten derart gesteuert werden, daß sich am Filterausgang ein Signal konstanter Amplitude einstellt. Dieses Filter weist dann eine zur Übertragungsfunktion des Übertragungskanals näherungsweise inverse Funktion auf und korrigiert somit auch die durch den Mehrwegeempfang verursachten Frequenz- bzw. Phasenstörungen.

Bei der Minimierung der durch den Mehrwegeempfang bedingten Amplitudenmodulation kann es jedoch vorkommen, daß nicht das tatsächliche Optimum, sondern ein Nebenoptimum gefunden wird. Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, beim Empfang von Stereo-Rundfunk-Signalen diese Fehladaptation des Filters zu vermeiden.

Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung mit den kennzeichnenden Merkmalen des Hauptanspruchs hat den Vorteil, daß die Adaption des Filters zuverlässig zu denjenigen Filterkoeffizienten führt, bei welchen das Filter eine annähernd inverse Funktion zur Übertragungsfunktion aufweist.

Durch die in den Unteransprüchen aufgeführten Maßnahmen sind vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen der im Hauptanspruch angegebenen Erfindung möglich.

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung ist in der Zeichnung anhand mehrerer Figuren dargestellt und in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 eine schematische Darstellung zur Erläuterung des Mehrwegeempfangs,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels und

Fig. 3 ebenfalls als Blockschaltbild eine detailliertere Darstellung von Teilen des Ausführungsbeispiels gemäß Fig. 2.

Gleiche Teile sind in den Figuren mit gleichen Bezugszeichen versehen.

Fig. 1 stellt verschiedene Wege zwischen einem Sender 1 und einem Empfänger 2 dar. Dabei wird die von der Antenne des Senders 1 abgestrahlte Nachricht einerseits direkt und andererseits über zwei weitere Wege nach jeweils einer Reflektion übertragen. Die Reflektionen können beispielsweise durch Bauten oder Berghänge verursacht sein. Die Übertragungsfunktion  $\ddot{U}$  ergibt sich aus der Summe der Übertragungsfunktionen aller Wege, wobei  $a_i$  der Amplitudenübertragungsfaktor,  $\phi_i$  die Phasendrehung der jeweiligen Welle durch die Reflektion,  $\tau_i$  die Laufzeit der jeweiligen Welle (bezogen auf eine mittlere Laufzeit),  $i$  die Ordnungsnummer des jeweiligen Weges,  $l$  die Anzahl der Wege und  $\omega$  die Frequenz ist.

Bei Frequenzmodulation ist zwar die Amplitude der abgestrahlten Wellen konstant, die Amplitude der empfangenen Signale wird jedoch beim Mehrwegeempfang infolge der modulierten Frequenz veränderlich, da sich die Wellen mit verschiedenen langen Laufzeiten bei verschiedenen Frequenzen mit entsprechend unterschiedlichen Phasenlagen überlagern. Darüberhinaus ändern sich bei mobilen Empfängern wie beispielsweise Autoradios die Anteile von  $\ddot{U}$  mit der Zeit, was bei der Auslegung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung durch eine entsprechend schnelle Regelung zu berücksichtigen ist.

Fig. 2 stellt ein Blockschaltbild mit Teilen einer Empfangseinrichtung dar, welche die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung umfaßt. Von einer Antenne 5 werden die empfangenen Signale einer Empfängerschaltung 6 zugeführt, in der in an sich bekannter Weise ein Oszillator, eine Mischstufe und Vorstufen vorgesehen sind. In ebenfalls bekannter Weise wird das Ausgangssignal der Schaltung 6 einem Zwischenfrequenzverstärker 7 zugeführt, der ein geregelter Verstärker ist, jedoch keinen Begrenzer umfaßt. Das Ausgangssignal des Zwischenfrequenzverstärkers 7 wird in das Basisband umgesetzt, wozu es mit der Ausgangsspannung eines Oszillators 8 mit Hilfe von zwei Mischschaltungen 9, 10 gemischt wird. Dabei wird der Mischschaltung 9 die Ausgangsspannung des Oszillators 8 nach einer Phasendrehung um  $90^\circ$  (Schaltung 11) zugeführt, so daß die Ausgangssignale der Mischschaltungen 9, 10 orthogonal sind. Die Ausgangsspannungen der Mischschaltung 10 und der Mischschaltung 9 stellen den Real- und Imaginärteil des mit den Mehrwegeempfangsstörungen behaftete Signal  $U(t)$  dar. Es wird über ein Filter 13 geleitet, welches einen zur Übertragungsfunktion  $\ddot{U}$  näherungsweise inversen Frequenzgang  $Z$  aufweist.

Das Filter 13 kann ein nichtrekursives oder ein rekursives Filter sein. Da für den vorgesehenen Zweck ein nichtrekursives Filter eine hohe Anzahl von Koeffizienten - beispielsweise 256 - aufweist, können auch im Rahmen der vorliegenden Erfindung in Anlehnung an DE 38 43 018 zunächst Koeffizienten eines

rekursiven Filters berechnet und daraus die Koeffizienten des nichtrekursiven Filters ermittelt werden. Bei der vorliegenden Erfindung werden die Koeffizienten jedoch derart bestimmt, daß eine Zielfunktion minimiert wird, die durch Multiplikation des demodulierten Signals mit einem durch Frequenzverdoppelung und Quadratur des Stereopilotsignals gewonnenen weiteren Signal und anschließende Tiefpaßfilterung berechnet wird.

An das Filter 13 schließt sich in an sich bekannter Weise ein FM-Demodulator an, dessen Ausgangssignal  $U_{MPX}$  einem Stereo-Decoder 15 zugeleitet wird. Die Ausgänge 16 und 17 des Stereo-Decoders 15 führen das linke und das rechte Audiosignal. An einem weiteren Ausgang 18 des Stereo-Decoders liegt der Stereo-Träger an, der eine Frequenz von 38 kHz aufweist, was dem Doppelten der Frequenz des Stereopilotsignals entspricht.

Aus dem korrigierten FM-Signal  $G(t)$ , dem Multiplexsignal  $U_{MPX}$  und der Einhüllenden des FM-Signals  $U_a$  wird bei 19 ein Gradient  $\delta U_{MPX}/\delta c_n$  gebildet. Dabei bedeutet  $c_n$  den jeweiligen Filterkoeffizienten mit  $n = 1$  bis  $N$ . Einzelheiten der Schaltung 19 werden später im Zusammenhang mit Fig. 3 näher erläutert.

Das Ausgangssignal der Schaltung 19 wird bei 20 mit dem Stereo-Träger multipliziert, der bei 21 um  $90^\circ$  in der Phase gedreht wurde. Das Produkt wird über einen Tiefpaß 22 und zwei Multiplizierer 26, 27 geleitet und als  $-\beta \cdot \delta c_n$  einer Schaltung 23 zugeführt, welche aus dem jeweils vorangegangenen Koeffizienten  $c_{n \text{ alt}}$  einen neuen Koeffizienten  $c_{n \text{ neu}}$  ableitet. Dabei wird berücksichtigt, daß jeweils ein Teil des Filters für das Signal  $U_1(t)$  mit dem Koeffizienten  $c_n$  und ein anderer Teil für das Signal  $u_2(t)$  mit den Koeffizienten  $c_n^*$  vorgesehen ist. Außerdem wird der um  $90^\circ$  gedrehte Stereoträger mit dem Multiplexsignal bei 24 multipliziert und das Ergebnis über einen Tiefpaß 25 zum Multiplizierer 26 geleitet.

Für das Ausgangssignal  $G(t)$  des Filters 13 gilt:

$$G(t) = \frac{U(t)}{\sum_n c_n z^n}$$

Die Zielfunktion bei der erfindungsgemäßen Schaltung basiert auf dem demodulierten Signal. Für dieses gilt:

$$U_{MPX} = \frac{G(t) \cdot G^{*\circ}(t) - G^\circ(t) \cdot G^*(t)}{G(t) \cdot G^*(t)}$$

Dabei bedeuten  $G^\circ(t)$  die zeitliche Ableitung und  $G^*(t)$  die komplex Konjugierte von  $G(t)$ . Das Multiplexsignal  $U_{MPX}$  wird mit einem zum aus dem Stereopilotsignal durch Frequenzverdoppelung gebildeten 38-kHz-Signal in Quadratur stehenden Signal gemischt. Das so gewonnene Signal wird mit einem Tiefpaß, dessen Grenzfrequenz kleiner oder gleich 15 kHz ist, gefiltert. Damit ergibt sich ein Fehlersignal von:

$$U_{\text{Fehler}} = TP[U_{MPX} \cdot \sin(2\pi \cdot 38\text{kHz} \cdot t)]$$

Dieses Signal verschwindet im ungestörten Fall. Daher ist Zielfunktion:

$$U_{\text{Ziel}} = (U_{\text{Fehler}})^2 = \text{Min}(c)$$

$$\frac{\delta U_{\text{Ziel}}}{\delta c_n} = 0 = U_{\text{Fehler}} \cdot \frac{\delta U_{\text{Fehler}}}{\delta c_n} \quad [2]$$

$$\frac{\delta U_{\text{Fehler}}(t)}{\delta c_n} = \text{TP} \left[ \frac{\delta U_{\text{MPX}}(t)}{\delta c_n} \cdot \sin(2\pi \cdot 38\text{kHz} \cdot t) \right]$$

$$\frac{\delta U_{\text{MPX}}(t)}{\delta c_n} = \frac{(\delta G / \delta c_n) G^{\circ} - G^{\circ} (\delta G^{\circ} / \delta c_n)}{G G^{\circ}}$$

$$= \frac{G(t) \cdot G^{\circ}(t) - G^{\circ}(t) \cdot G^{\circ}(t)}{(G(t) \cdot G^{\circ}(t))^2} \cdot \frac{\delta G(t)}{\delta c_n} \cdot G^{\circ}(t)$$

Nun gilt:

$$\frac{\delta G(t)}{\delta c_n} = \frac{\delta U(t)}{\delta c_n} \frac{1}{\sum c_n z^n} = - \frac{z^n U(t)}{(\sum c_n z^n)^2} = - \frac{G(t-nT)}{\sum c_n z^n} = - G_2(t-nT)$$

Ferner ist  $G(t) \cdot G^{\circ}(t) = U_A$  die resultierende Einhüllende des Signals.  
Damit ergibt sich:

$$\begin{aligned} \frac{\delta U_{\text{MPX}}(t)}{\delta c_n} &= - \frac{G_2(t-nT) \cdot G^{\circ}(t) - G^{\circ}(t) \cdot G_2^{\circ}(t-n \cdot T)}{U_A} \\ &+ U_{\text{MPX}}(t) \cdot \frac{G_2(t-nT) \cdot G^{\circ}(t)}{U_A} \\ &= \{G_2(t-nT)[U_{\text{MPX}}(t) \cdot G^{\circ}(t) - G^{\circ}(t)] + G^{\circ}(t) \cdot G_2^{\circ}(t-nT)\} / U_A \quad [1] \end{aligned}$$

Man erhält damit für die Koeffizienten des Filters die Approximationsgleichung

$$c_n \text{ neu} = c_n \text{ alt} - \beta \frac{\delta U_{\text{Ziel}}}{\delta c_n}$$

Eine entsprechende Gleichung gilt für die Koeffizienten  $c_n^*$ .

Da das Stereopilotsignal im gestörten Fall ebenfalls nicht exakt in seiner Phasenlage bestimmbar ist, muß diese Phasenlage mit jedem Approximationsschritt neu bestimmt werden. Da ferner die Phasenlage über lange Zeit konstant bleibt, ist es sinnvoll, die exakte Phasenlage aus der Vergangenheit fortzuschreiben und sie nur sehr langsam nachzuführen.

Die somit beschriebene Ableitung der Koeffizienten ist in Fig. 3 als Schaltung dargestellt. Ihr wird über einen Eingang 31 das korrigierte Signal  $G(t)$  zugeführt. Von diesem Signal werden in einem Zwischenspeicher 32 die letzten  $N$  Abtastwerte abgelegt. Außerdem wird bei 33 das Signal  $G(t)$  durch  $\Sigma U$  geteilt, das heißt, es wird nochmals mit einem Filter gefiltert, wie es bereits im Signalzweig vor  $G(t)$  liegt. Von dem somit entstehenden Signal  $G_2(t)$  werden in einem weiteren Speicher 34 ebenfalls die letzten  $N$  Abtastwerte abgelegt. Außerdem steht jeweils der aktuelle Abtastwert der Signale  $G(t)$  und  $G_2(t)$  zur Verfügung. Bei 35 werden nacheinander die zurückliegenden Abtastwerte komplex konjugiert, so daß die Werte  $G^*(t-n \cdot T)$  entstehen. Der derzeitige Wert von  $G(t)$  wird bei 36 komplex konjugiert.

Einem Eingang 37 wird das Multiplexsignal zugeführt, das bei 38 mit den komplex konjugierten Abtastwerten von  $G(t)$  multipliziert wird. Die zeitliche Ableitung  $G^{**}(t)$  des Signals  $G^*(t)$  wird bei 39 gebildet. Außerdem wird die zeitliche Ableitung  $G_2^*(t-n \cdot T)$  bei 40 gebildet. Zur weiteren Verarbeitung dienen Subtrahierschaltungen 41, 42 und Multiplizierer 43, 44. Das Ausgangssignal des Subtrahieres 42 wird bei 45 durch die Hüllkurve  $U_A$  dividiert, die bei 50 zugeführt wird. Daran schließt sich eine Multiplikation 46 mit einer Konstanten  $\beta$  an. Mit den somit erhaltenen Werten  $\delta c_n$  werden die im Speicher 48 abgelegten Werte  $c_{n \text{ alt}}$  in dem Subtrahierer 47 zu den Koeffizienten  $c_{n \text{ neu}}$  geändert und wieder im Speicher 48 abgelegt.

Bei der Realisierung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung können die Möglichkeiten der modernen Halbleitertechnik angewendet und beispielsweise einzelne Funktionsblöcke der Schaltung nach Fig. 3 von einem entsprechend programmierten Signalprozessor ersetzt werden.

## 25 Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Beseitigung von Störungen bei einem Rundfunk-Signal, dessen Spektrum redundante Anteile enthält, dadurch gekennzeichnet, daß das empfangene Rundfunk-Signal ein Filter durchläuft, dessen Koeffizienten im Sinne einer Unterdrückung der Störungen gesteuert werden, und daß zur Berechnung der Koeffizienten des Filters eine Zielfunktion minimiert wird, die auf maximale Übereinstimmung der redundanten Anteile abzielt.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Zielfunktion auf ein durch Demodulation des Rundfunk-Signals abgeleitetes Signal anspricht.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß beim Empfang eines Stereo-Rundfunk-Signals die Zielfunktion auf maximale Übereinstimmung beider Seitenbänder eines in einem Stereo-Multiplexsignal enthaltenen hilfsträgerfrequenten Differenzsignals abzielt.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß zur Überprüfung auf maximale Redundanz die Zielfunktion durch Multiplikation des demodulierten Signals mit einem durch Frequenzverdoppelung und Quadratur des Pilottons gewonnenen weiteren Signals und anschließende Tiefpaßfilterung berechnet wird.
5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß beim Empfang eines Stereo-Rundfunk-Signals mit einem Pilotsignal Amplitude und Phase des Pilotsignals ebenfalls adaptiert werden.
6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Adaption nach Phase und Amplitude mit geringerer Schrittweite ( $\beta$ ) erfolgt.
7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß eine Änderung der Koeffizienten  $c_n$  durch folgende Gleichungen beschrieben wird:

55

$$\frac{\delta U_{MPX}(t)}{\delta c_n} = \frac{\{G_2(t-nT)[U_{MPX}(t) \cdot G^*(t) - G^{*\circ}(t)] + G^*(t) \cdot G_2^\circ(t-nT)\}}{U_A}$$

und

$$\frac{\delta U_{Ziel}}{\delta c_n} = 0 = U_{Fehler} \cdot \frac{\delta U_{Fehler}}{\delta c_n}$$

wobei

$$U_{Fehler} = TP[U_{MPX} \cdot \sin(2\pi \cdot 38\text{kHz} \cdot t)],$$

$U_{MPX}$  das Multiplexsignal,  
 $G(t)$  das Ausgangssignal des Filters,  
 $G^\circ(t)$  die zeitliche Ableitung und  
 $G^*(t)$  die komplex Konjugierte des Signals  $G(t)$  ist.

8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Tiefpaßfilterung mit einer oberen Grenzfrequenz von  $\leq 15$  kHz erfolgt.

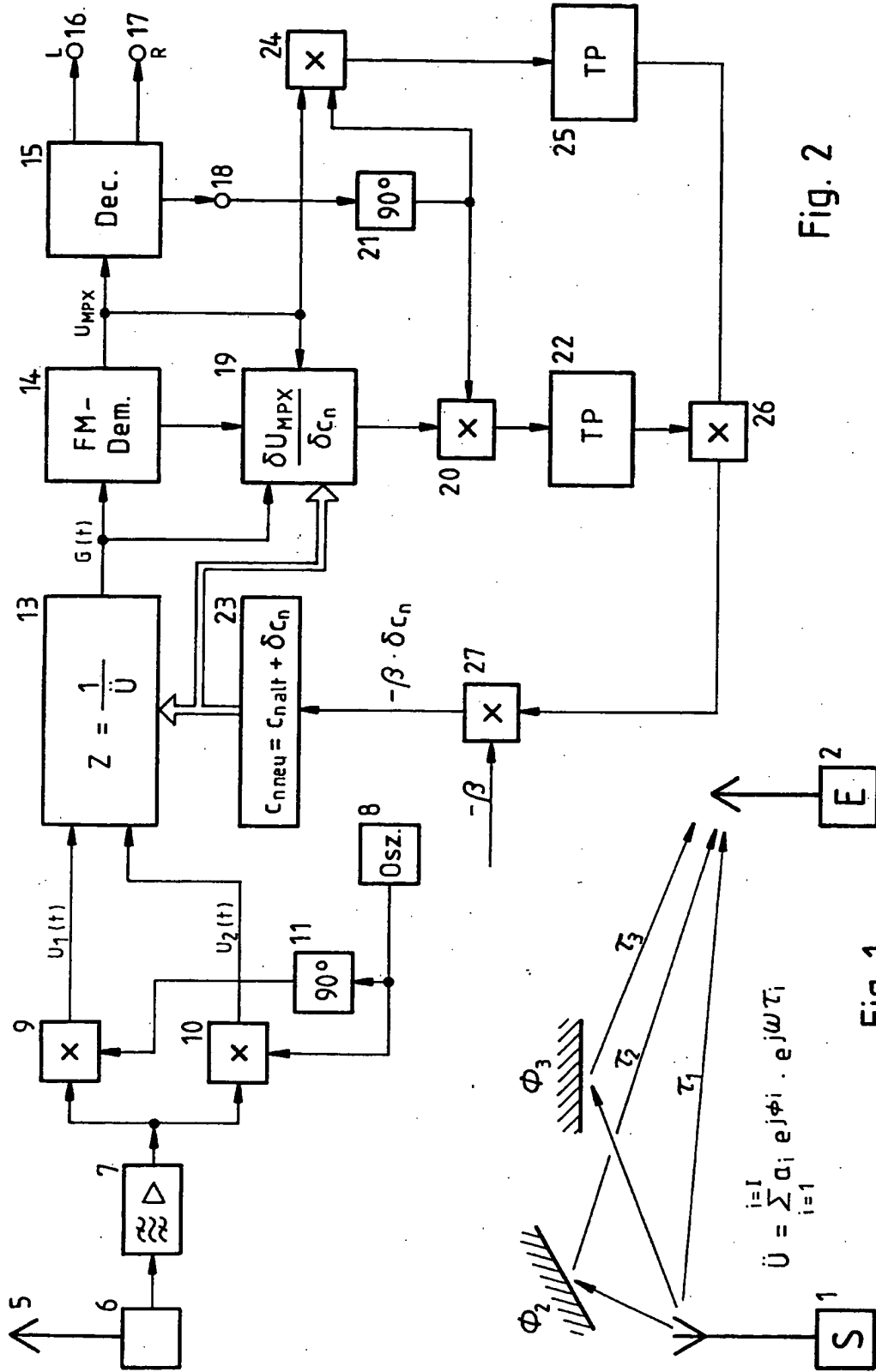


Fig. 2

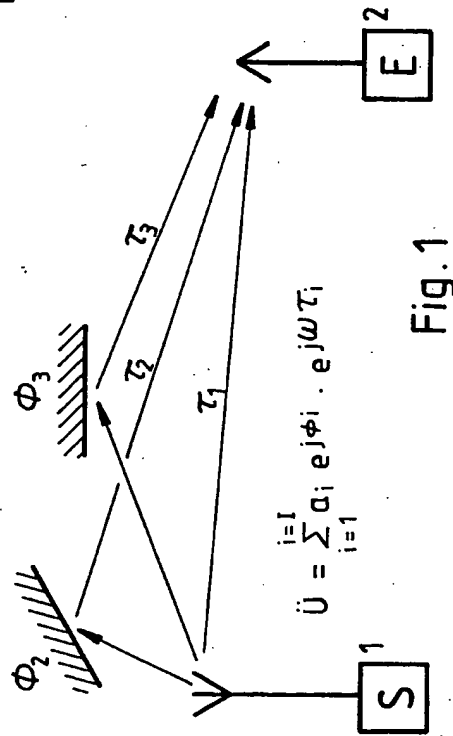


Fig. 1

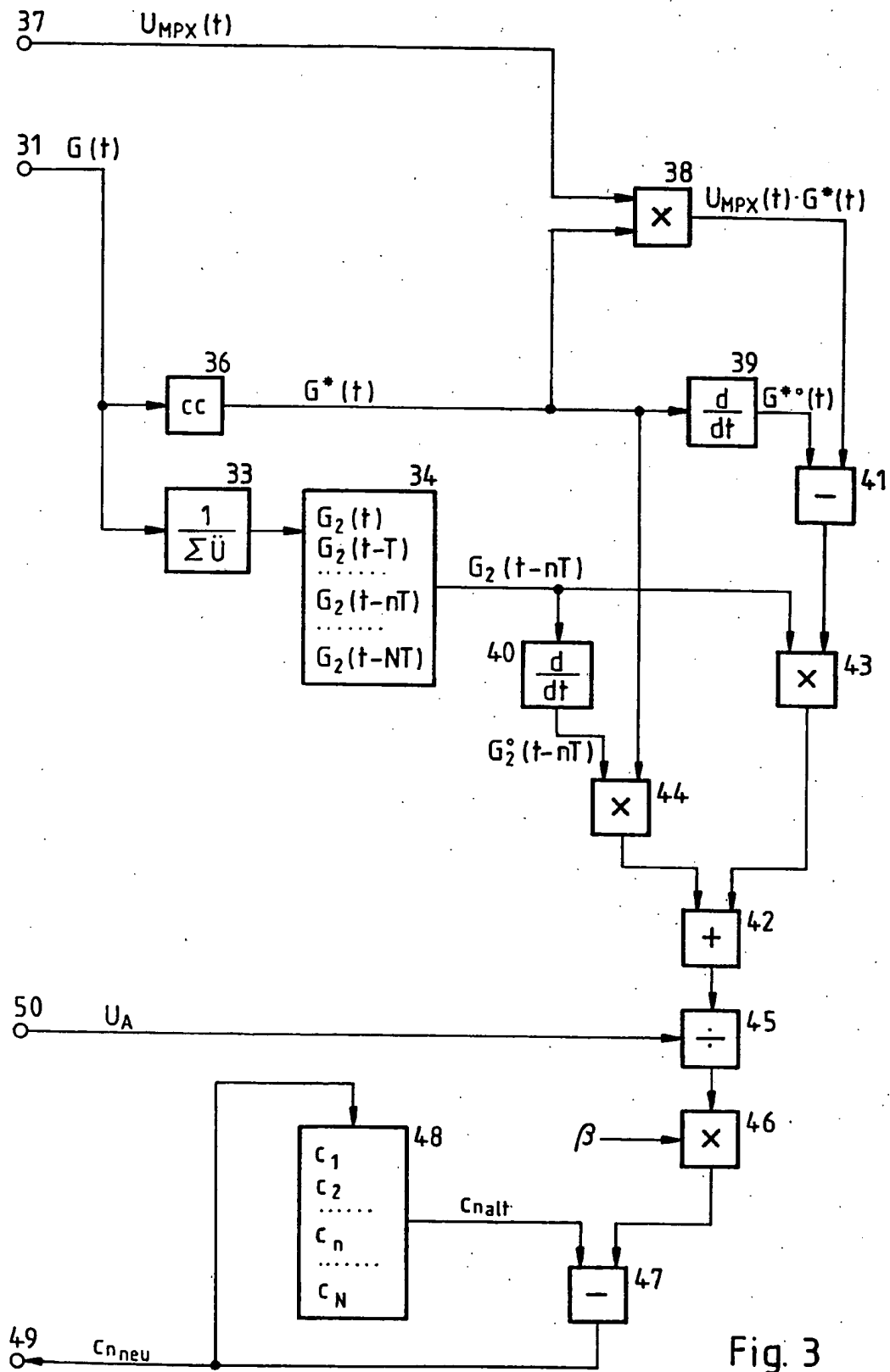


Fig. 3





Europäisches  
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 93 10 1057

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.5)
X,D	EP-A-0 375 971 (BLAUPUNKT) * Zusammenfassung; Ansprüche 1-4; Abbildungen 2-4 *	1,2	H04B1/16
A,D	---	3	
A	EP-A-0 255 553 (DEUTSCHE ITT) ---	1-6	
A	WIRELESS WORLD Bd. 87, Nr. 1549, Oktober 1981, COLCHESTER,GB Seiten 79 - 83 ILLINGSWORTH 'A.m. receivers without interference'  -----		
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.5)
			H04B
Recherchenort	Abchlußdatum der Recherche	Prüfer	
DEN HAAG	10 JUNI 1993	ANDERSEN J.G.	
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze	
X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet		E : älteres Patendokument, das jedoch erst am oder	
Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer		nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist	
anderen Veröffentlichung derselben Kategorie		D : in der Anmeldung angeführtes Dokument	
A : technologischer Hintergrund		L : aus andern Gründen angeführtes Dokument	
O : mündliche Offenbarung		.....	
P : Zwischenliteratur		& : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes	
		Dokument	

EPO FORM 1503 01.82 (P040)